



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In Re the Application of : **Hiroyuki SEKI, et al.**
Filed : **February 20, 2004**
For : **COMMUNICATION DEVICE...**
Serial No. : **10/783,791**
Art Unit :
Confirmation No. :
Examiner :

Director of the U.S. Patent and
Trademark Office
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

March 10, 2004

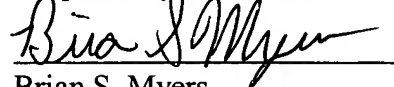
SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Applicant hereby submits a certified copy of **JAPANESE** patent application nos.
2003-044509 filed **February 21, 2003** & **2004-001794** filed **January 7, 2004**, from
which priority was claimed in a priority claim filed on February 20, 2004.

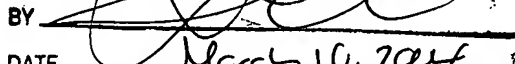
Any fee, due as a result of this paper may be charged to Deposit Acct. No. 50-
1290.

Respectfully submitted,


Brian S. Myers
Reg. No. 46,947

CUSTOMER NO.: 026304
DOCKET NO.: FUJR 20.987 (100794-00563)
TELEPHONE: (212) 940-8800
FAX: (212) 940-8986

I HEREBY CERTIFY THAT THIS CORRESPONDENCE
IS BEING DEPOSITED WITH THE UNITED STATES
POSTAL SERVICE AS FIRST CLASS MAIL IN AN
ENVELOPE ADDRESSED TO: COMMISSIONER OF
PATENTS AND TRADEMARKS, WASHINGTON, D.C.
20231, ON THE DATE INDICATED BELOW.

BY 
DATE March 10, 2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2003年 2月21日

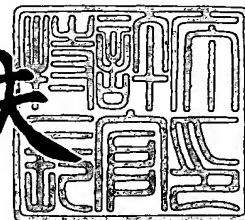
出願番号
Application Number: 特願2003-044509
[ST. 10/C]: [JP 2003-044509]

出願人
Applicant(s): 富士通株式会社

2004年 1月20日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2004-3001249

【書類名】 特許願

【整理番号】 0251494

【提出日】 平成15年 2月21日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明の名称】 通信装置

【請求項の数】 5

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

 【氏名】 関 宏之

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

 【氏名】 田中 良紀

【特許出願人】

 【識別番号】 000005223

 【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100092152

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 服部 毅巖

 【電話番号】 0426-45-6644

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 009874

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9705176

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 無線通信を行う通信装置において、

無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める位相差演算部と、
位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める平均化演算部と、

平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 前記位相差演算部は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする請求項 1 記載の通信装置。

【請求項 3】 無線通信を行う通信装置において、

無線フレーム周期毎に、周波数オフセットが付与された受信信号から、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスから、位相差と位相差の絶対値とを求める位相差演算部と、

位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 1 の平均値を求める第 1 の平均化演算部と、

位相差を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 2 の平均値を求める第 2 の平均化演算部と、

第 2 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算して前記周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、

推定結果にもとづいて、前記周波数オフセットを低減する A F C 部と、

第 1 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項 4】 OFDM 変調された信号を受信する OFDM 受信装置において、

サブキャリアのチャンネル推定を無線フレーム毎に行い、全サブキャリアに渡るチャンネル推定値を逆フーリエ変換することにより、複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める位相差演算部と、
位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める平均化演算部と、

平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする OFDM 受信装置。

【請求項 5】 移動端末の移動速度に比例して生じるドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定方法において、

伝搬路の複素インパルスレスポンスを無線フレーム周期毎に測定し、
最大となる複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求め、
位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求め、
平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定することを特徴とするドップラ周波数推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信装置に関し、特に無線通信を行う通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、携帯電話をはじめとする移動体通信の加入者数は、爆発的に増加している。また、携帯電話は、音声通話だけでなく、インターネットとの融合を進めた複合機能を持つ端末としての比重が高くなっており、モバイル分野におけるマルチメディアサービスへの発展が期待されている。

【0 0 0 3】

移動体通信では、移動局の移動に伴い、基地局と移動局の見通しは建物などにより遮られ、伝搬路特性は時々刻々変動する。このため、移動体通信技術では、伝搬路特性の変動に伴う通信品質劣化を克服することが重要なテーマになっている。

【0 0 0 4】

図 1 6 は基地局と移動端末間の伝搬モデルを示す図である。基地局 B S のアンテナから送信された搬送電波（キャリア）は、複数の伝搬経路（マルチパス：信号波が山やビルなどの反射によって複数の経路を伝搬する現象）を経由して移動端末 M S に到達する。また、移動端末 M S が移動していた場合には、各パスで到来角度に依存してキャリア周波数が異なるドップラシフトを受けることになる（すなわち、キャリア周波数にあらたなドップラ周波数が加わり、受信周波数が変位することになる）。このため、移動端末 M S では、周波数領域において広がった複数の信号の受信によりレベルが激しく変動するフェージング（マルチパスフェージング）と呼ばれる現象が生じる。

【0 0 0 5】

このようなフェージング変動は、無線通信における情報伝送の誤り率を増大する原因となる。このため、ドップラ周波数を精度よく推定することができれば、推定結果に応じた通信方式を選択できるので、無線通信特性を向上させることが可能になる。

【0 0 0 6】

従来、ドップラ周波数の推定技術として、各パスの逆拡散出力の平均パワー出力のうち、最も大きいパスの逆拡散出力をフーリエ変換してパワースペクトルを算出し、その最大パワーを持つ周波数を最大ドップラ周波数と推定する技術が提案されている（例えば、特許文献 1）。

【0 0 0 7】**【特許文献 1】**

特開平 1 0 - 6 5 6 1 0 号公報（段落番号〔0 0 0 7〕～〔0 0 1 7〕，第 1 図）

【0008】**【発明が解決しようとする課題】**

上記のような従来技術では、逆拡散出力の平均パワーの最も大きいパスを選んで、最大パワーを持つ周波数をドップラ周波数としているが、このような制御では、雑音成分が含まれてしまい、また、マルチパス数が多くなるほど、ドップラ周波数の変動が複雑になるため、正確なドップラ周波数の推定を行うことができないといった問題があった。

【0009】

さらに、ドップラ周波数の推定技術としては、ドップラ周波数のレベル変動のピッチを測定する方法と、ある一定間隔のチャネル推定値の位相差を測定する方法とが一般に知られているが、いずれの場合も受信信号の S/N が低い領域において、安定して高精度にドップラ周波数を推定することは困難であった。

【0010】

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、ドップラ周波数を高精度に推定して無線通信特性の向上を図った通信装置を提供することを目的とする。

【0011】**【課題を解決するための手段】**

本発明では上記課題を解決するために、図1に示すような、無線通信を行う通信装置10において、無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部11と、最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める位相差演算部12と、位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める平均化演算部13と、平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部14と、を有することを特徴とする通信装置10が提供される。

【0012】

ここで、複素インパルスレスポンス測定部11は、無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する。位相差演算部12は、最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める。平均化演算部13は、位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める。ドップラ周

波数推定部 14 は、平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定する。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1は本発明の通信装置の原理図である。通信装置 10 は、例えば、携帯電話などの移動体通信機に設置され、マルチパス環境下で無線信号の受信機能を有する装置である。

【0014】

複素インパルスレスポンス測定部 11 は、無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する。ここで、時間分解能を持ってマルチパスの電力を測定すると遅延プロファイルを測定できるが、遅延プロファイルの電波到来時間における各マルチパスの波形をインパルスレスポンス（複素インパルスレスポンス）と呼ぶ。複素インパルスレスポンスの定義については後述する。

【0015】

位相差演算部 12 は、最大の複素インパルスレスポンス（以下、最大複素インパルスレスポンス）の位相差の絶対値を求める。平均化演算部 13 は、位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める。ドップラ周波数推定部 14 は、平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定する。詳細動作については図9以降で説明する。

【0016】

次にドップラ周波数の定義及びドップラ周波数推定技術の重要性の説明を含めながら、本発明が解決すべき問題点について詳しく説明する。図2はドップラ周波数を示す図である。マルチパス中の1つのパスから到来したキャリア周波数 f_c が、移動端末MSの進行方向に対して角度 θ で到来する場合を考える。

【0017】

移動端末MSの移動速度を v 、電波（キャリア）の波長を λ 、到来角度を θ とすると、ドップラ周波数 f_d は、進行方向を基準としたときの見かけ上の電波の波長によって次式のように表せる。

【0018】

【数 1】

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad \text{---- (1)}$$

【0019】

図3はドップラ周波数を示す図である。(A)は移動端末MSの進行方向に対し同一方向のパスから電波を受けた場合、(B)は移動端末MSの進行方向に対し垂直方向から電波を受けた場合を示している。

【0020】

マルチパス環境では、電波はほぼ全方位から到来するとみなすことができ、到来角度分布は 360° としてよい。したがって、(A)のように、移動端末MSの進行方向と同一方向のパスから電波を受ければ、 $\theta = 0, \pi$ となり、式(1)より、ドップラ周波数の絶対値 $|f_d|$ は最大となる。これを最大ドップラ周波数と呼び、最大ドップラ周波数 $f_{d, \max}$ は次式のようなになる。

【0021】

【数 2】

$$f_{d, \max} = \frac{v}{\lambda} \quad \text{---- (2)}$$

【0022】

また、(B)のように、移動端末MSの進行方向に対し垂直方向から電波を受ける場合は、進行方向に対する見かけ上の電波の波長は生成されないので、移動端末MSが移動していないのと同じことになり、ドップラシフトの影響は受けない($\theta = \theta = \pi/2, 3\pi/2$ となり、 $f_d = 0$)。

【0023】

図4はドップラ周波数の遷移を示す模式図である。グラフの横軸は時間、縦軸は移動端末MSの電波受信レベルであり、移動端末MSの移動に伴うフェージング変動を表している。図に示す移動端末MSに対して、マルチパスA方向からの到来波は $f_c + f_d$ 、マルチパスB方向からの到来波は f_c となる。マルチパスAの位相 θ_A は、 $\theta_A = 2\pi(f_c + f_d) \cdot t$ 、マルチパスBの位相 θ_B は、 $\theta_B = 2\pi f_c \cdot t$ であり、マルチパスの位相差($\Delta\theta = 2\pi f_d \cdot t$)は、移動端

末MSの移動と共に変化する。

【0 0 2 4】

ここで、マルチパス A、B の到来波が逆位相になったときがグラフの t_1 の状態であり、同位相になったときが t_2 の状態になる。なお、図に示す時間 $0 \sim t_2$ までの間隔はドップラ周波数の周期となる（なお、ドップラ周波数はフェージング周波数、ドップラ周波数の周期はフェージング周期とも呼ばれる）。

【0 0 2 5】

このようにして生じるドップラシフトによるフェージング変動は、下りリンク（移動局での受信）だけでなく、上りリンク（基地局での受信）においても同様に発生する。特に、フェージングによる受信電界強度の落ち込み（例えば、図 4 の時間 t_2 の受信レベル）は、無線通信における情報伝送誤りを増大する原因となる。

【0 0 2 6】

したがって、ドップラ周波数を精度よく推定することができれば、フェージング周期に応じて、通信方式を選択したり、受信アルゴリズムを最適化したりするなどの工夫を行うことにより、無線通信特性を大幅に向上させることが期待できる。

【0 0 2 7】

例えば、ドップラ周波数が低い場合（フェージング変動の影響が小さく無線環境が良い場合）には、16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) や 64 QAM などの多値変調を用いて伝送レートを上げて、できるだけ多くの情報量を伝送し、逆にドップラ周波数が高い場合（フェージング変動の影響が大きく無線環境が悪い場合）には、フェージング変動の影響を受けにくい BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) などを用いて伝送レートを下げて、少ない情報量を確実に伝送するといった、伝搬環境に応じて変調方式の切り替えを行う適応変調方式を採用することが考えられる。

【0 0 2 8】

また、パイロットシンボルによるチャネル推定の結果にもとづき同期検波を行う場合でもドップラ周波数の推定精度は重要である。図 5 はチャネル推定の概要

を示す図である。フェージング環境においては、受信信号は振幅の変動のみならず、位相も変動（回転）することになる。QPSKを例にして説明すると、実際に送信側が送信した信号（シンボル）が信号点S1の場合、フェージングによって位相が α 回転し、受信側では信号点S2で受信したとする。この信号点S2の情報をそのまま復調すれば誤りになってしまう。

【0029】

したがって、受信側では、現在のフェージングによって位相がどれくらい回転したか（チャンネル変動）を検出して、位相変動分を元に戻す必要がある（この例では、 $-\alpha$ の位相補正を行う）。チャンネル推定を行う際には、送信側はパイロットシンボルと呼ばれる基準信号を常に一定の位相で送信する（送信信号にパイロットシンボルは内挿される）。受信側でもパイロットシンボルの位相を既知としているので、受信側ではこのパイロットシンボルを検出して、現在のフェージングによる位相回転を推定し、位相補正を行って、チャンネルを推定する。そして、チャンネル推定の結果により同期検波を行えば、正確にデータを復調することができる。

【0030】

ただし、実際のチャンネル推定では、1つのパイロットシンボルだけを見ているのではなく、ノイズの影響を考えて複数のパイロットシンボルを平均化してチャンネル推定を行っている。この場合、ノイズの影響を低減することだけを考えれば、平均化する区間を長くすればよいことになるが、フェージング変動が大きい環境で平均化区間を長くしてしまうと、レベル変動の大きい他シンボルも含めて演算することになるために、誤りも大きくなってしまう。

【0031】

したがって、ドップラ周波数が低い場合には、チャンネル推定の平均化区間を長くとることによりチャンネル推定精度を高め、逆にドップラ周波数が高い場合には、フェージング変動によりチャンネル推定精度が劣化するのを避けるために、平均化区間を短く設定する、というような方法を選択すれば、常に最適な受信特性を得ることができる。

【0032】

次に従来のドップラ周波数推定技術として、ドップラ周波数のレベル変動のピッチを測定する方法（従来技術 1 と呼ぶ）とその問題点について説明する。図 6 はドップラ周波数のレベル変動のピッチ測定を示す図である。従来技術 1 では、受信信号の振幅に対し、基準値を設けて、受信電界強度が基準値より高くなったり低くなったりする回数（Level Crossing Rate）をカウントすることにより、フェージング周波数を推定するものである。

【0033】

しかし、従来技術 1 では、受信電界強度の変化を連続的に測定するため、受信信号レベルを求めるための平均区間を短く設定する必要があり、高いフェージング周波数を精度よく測定することが難しい。また、マルチパスフェージングの変動は、マルチパス数が多くなるほど複雑になるため、Level Crossing Rate から実際のフェージング速度に変換することは容易ではない。さらに、Level Crossing Rate の基準値によっても推定結果が大きく変わるため、シャドウイング（Shadowing）などにより平均受信レベルが大きく変化するシステムにおいて、安定した精度で推定結果を得るのは難しいといった問題があった。

【0034】

図 7 はシャドウイングによる受信レベル変化を示す図である。シャドウイングとは、長区間変動であって（フェージングは短区間変動である）、伝搬路の見通しが障害物によって、例えば、数秒～数十秒遮られて受信品質が劣化する現象のことである。

【0035】

図に示すように、移動端末 MS がビルの影に隠れた場合、見通しのよかった基地局 BS からの電波を直接受信することはできなくなって、反射波を受信するようになり受信レベルが低下する。このような環境下では、基地局 BS と移動端末 MS の見通しが良いときの受信レベルと、シャドウイングが発生しているときの受信レベルとでは大きく変わることになる。したがって、従来技術 1 のように 1 つの基準値でピッチを測定すると、ドップラ周波数の推定結果は大きく変動してしまい高精度に推定できないことがわかる。

【0036】

次に従来のドップラ周波数推定技術として、一定間隔のチャネル推定値の位相差を測定する方法（従来技術 2 と呼ぶ）とその問題点について説明する。図 8 はチャネル推定値の位相差測定の概念を示す図である。従来技術 2 では、無線フレーム毎に求めたチャネル推定値の位相差の絶対値を、複数フレームにわたって平均化することでドップラ周波数を推定する。

【0037】

例えば図では、無線フレーム T1 内の複数のパイロットシンボルを平均化してチャネル推定値 h_{n-1} を求め、無線フレーム T2 内の複数のパイロットシンボルを平均化してチャネル推定値 h_n を求め、無線フレーム T3 内の複数のパイロットシンボルを平均化してチャネル推定値 h_{n+1} を求めている（すなわち、各フレームにおける位相変動を求めている）。そして、チャネル推定値の位相差を以下の式で算出する。

【0038】

【数 3】

$$\begin{aligned}\Delta \theta_n &= \angle h_n - \angle h_{n-1} \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \{h_n\}}{\operatorname{Re} \{h_n\}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\operatorname{Im} \{h_{n-1}\}}{\operatorname{Re} \{h_{n-1}\}} \right) \\ &\text{---- (3)}\end{aligned}$$

【0039】

式 (3) で求めたチャネル推定値の位相差 $\Delta \theta_n$ には、フェージングによる位相変動分と、周波数オフセット（キャリアオフセット）による位相変化量とが含まれている。ここで、周波数オフセットについて説明すると、W-CDMA の場合、キャリア周波数は 2 GHz が用いられるが、基地局が生成する 2 GHz と移動端末が生成する 2 GHz とは正確に一致することはない。例えば、基地局では 2.00001 GHz であり、移動端末では 1.9999 GHz というように、送受信間では周波数に若干のずれ（周波数オフセット）を持っている。

【0 0 4 0】

位相変動はフェージングだけでなく、この周波数オフセットによっても生じる。したがって、フェージングによって生じる位相変動がなかったとしても、キャリアの周波数オフセットによって位相変動が生じることになる。

【0 0 4 1】

ここで、式（1）からわかるように、フェージングによる位相変動の方向は様々であるが、周波数オフセットによる位相変動は一定方向のみ回転する。例えば、フェージングの位相変動の場合、 $+10^\circ$ 方向に2回転したら、次は -10° 方向に3回転するというように、位相変動は一定方向には回転しない。また、周波数オフセットの位相変動の場合では、例えば、周波数オフセットが80 Hzであったなら、80 Hzの決まった速度で一定方向に回転することになる。

【0 0 4 2】

このため、 $\Delta \theta_n$ をそのまま平均化（ベクトル成分の平均化）してしまうと、フェージングによる位相変動成分が消えてしまい、周波数オフセット成分のみが残ることになる。なぜなら、フェージングによる位相変動では、上述のように $+10^\circ$ 方向に2回転したら、 -10° 方向に3回転、…といったことの繰り返しであるので、平均するとゼロに近づくからであり、また、周波数オフセットは単位時間当たり、例えば、 $+10^\circ$ 、 $+10^\circ$ 、…といったことの繰り返しであるので、平均しても周波数オフセットの成分は残るからである。したがって、フェージングによる位相変動量を推定するには、式（3）の $\Delta \theta_n$ の絶対値をとって平均化（スカラーの平均化）する必要がある。

【0 0 4 3】

または、式（3）の他に、次式に示すようにチャネル推定値の内積から位相差の絶対値を直接計算することができるため、この値を平均化することにより、以下の式（4）のようにして、ドップラ周波数の推定を行うこともできる。

【0 0 4 4】

【数4】

$$|\Delta \theta_n| = \cos^{-1} \left(\frac{h_n \cdot h_{n-1}}{|h_n| \cdot |h_{n-1}|} \right) \quad \text{---- (4)}$$

【0045】

そして、このようにして求めた位相差の絶対値を平均化し、その平均値をフレーム間隔時間で割ると毎秒何度で位相が回っているということが推定できる。今、チャンネル推定を行うフレーム間隔時間をTとすると、ドップラ周波数は、以下の式(5)で求められる。なお、Nは平均化フレーム数を表す。

【0046】

【数5】

$$f_d = \frac{\overline{|\Delta \theta_n|}}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi T N} \sum_{n=0}^{N-1} |\Delta \theta_n| \quad \text{---- (5)}$$

【0047】

しかし、従来技術2では、位相差の絶対値を平均化するため、雑音成分はキャンセルされず、累積して平均化されてしまう(雑音もフェージングの位相変動と同様に一定方向には回転しない。よって、ベクトル成分で平均化すれば雑音成分は低減する方向に向かうが、スカラー平均を行っているので、雑音成分は累積してしまう)。したがって、ドップラ周波数の推定結果は、雑音成分の影響を大きく受け、雑音レベルが高いほど、推定結果が実際のドップラ周波数よりも大きな値となってしまうといった問題があった。

【0048】

現在の無線通信システムでは、ダイバーシチ受信や誤り訂正技術を用いて、S/Nが低い領域においても良好な通信特性を実現している。また、送信電力制御を併用することにより、少ない送信電力で所要の通信品質を確保し、端末の通話時間を長くするなどの工夫がなされている。

【0049】

このように、受信信号のS/Nは一般的に高くなく、このような無線環境の中

でドップラ周波数を高精度に推定することは困難となっている。本発明では、上記のような問題点を解決し、 S/N が低い領域においても、ドップラ周波数を高精度に推定して無線通信特性の向上を図った通信装置を実現するものである。

【0050】

次に本発明の通信装置10の動作（ドップラ周波数推定方法にも該当）について詳しく説明する。図9は本発明のドップラ周波数推定の概念を示す図である。図に示すように、本発明では、無線フレームT毎の受信信号を用いて、複素インパルスレスポンスを求め、その最大値である最大複素インパルスレスポンスを検出する。そして、無線フレームT毎の最大複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を計算し、複数の無線フレームに渡り平均化することにより、ドップラ周波数を推定する。

【0051】

複素インパルスレスポンスは、パイロットシンボル（または基地局から常時送信される同期チャネルを用いてもよい）等の既知の信号を用いて、そのレプリカを通信装置10内で生成し、受信信号とレプリカとの相関値を計算することにより求めることができる。

【0052】

図10は複素インパルスレスポンス測定部11の動作概要を示す図である。複素インパルスレスポンス測定部11では、受信信号とパイロットシンボル系列（パイロットシンボルのレプリカ）との相関値を、乗算器11-1～11-8及び加算器11-9を用いて計算する。受信信号にはパイロットシンボルが内挿されているので、レプリカと一致した場合には、相関が最も高くなり、このときインパルスが立つことになる。したがって、最初に受信したマルチパスのパスに対してインパルスが立ち、次に受信したマルチパスのパスに対してインパルスが立つということが繰り返されて、遅延プロファイルが測定され、かつ複素インパルスレスポンスも測定することができる。

【0053】

次に複素インパルスレスポンスの定義式を示す。今、1つの無線フレームにおけるパイロットシンボルの信号系列（レプリカ）を S_k （ $k=0\sim K-1$ ）とし

、 n 番目のフレームのタイミング i における受信信号を $R_n(i)$ とすると、複素インパルスレスポンス $\Psi_n(i)$ は、次式で求められる（*は複素共役を示す）。

【0054】

【数6】

$$\Psi_n(i) = \sum_{k=0}^{K-1} R_n(i+k) \cdot S_k^* \quad \text{---- (6)}$$

【0055】

ここで、 i 、 k は、送受のサンプルタイミングであり、複素インパルスレスポンスの分解能は、サンプリングレートの逆数となる。一般の無線通信方式では、4 倍から 8 倍のオーバーサンプルが用いられるため、インパルスレスポンス測定の分解能もシンボルレートの 4 倍から 8 倍となる。

【0056】

次に最大複素インパルスレスポンス Ψ_n の位相差の絶対値を次式により求める。

【0057】

【数7】

$$|\Delta \theta_n| = \cos^{-1} \left(\frac{|\Psi_n \cdot \Psi_{n-1}|}{|\Psi_n| \cdot |\Psi_{n-1}|} \right) \quad \text{---- (7)}$$

【0058】

そして、上述した式（5）のように、 N フレームに渡り平均化し、ドップラ周波数を推定する。

一方、無線フレーム間で最大複素インパルスレスポンスのタイミングが頻繁に変動する場合は、式（7）で位相差を求めると、フェージングの推定精度が劣化する可能性がある。このような場合は、同一タイミングにおける複素インパルスレスポンスの位相差を用いるようにする。このことを図 11、図 12 を用いて説明する。

【0059】

図11は最大複素インパルスレスポンスの変動を示す図である。無線フレームT1では、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 1$ が位置Pa1にあり、次の無線フレームT2では、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 2$ が位置Pa2にあるが、このように、最大複素インパルスレスポンスの位置が頻繁に変動するような場合、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 1$ 、 $\Psi 2$ のそれぞれの位相差 $\Delta \theta$ を算出すると、波形がずれたことによる変動分が $\Delta \theta$ の中に含まれてしまい、推定精度が劣化するおそれがある。

【0060】

図12は同一タイミングにおける複素インパルスレスポンスの位相差を求める場合を説明するための図である。無線フレームT1では、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 1$ が位置Pa1にあり、次の無線フレームT2では、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 2$ が位置Pa2にあり、次の無線フレームT3では、最大複素インパルスレスポンス $\Psi 3$ が位置Pa3にあるとする。

【0061】

このような場合、無線フレームT1の最大複素インパルスレスポンス $\Psi 1$ と、無線フレームT2の位置Pa1上の複素インパルスレスポンス $\Psi 2a$ との位相差を求める（すなわち、無線フレームT1の最大複素インパルスレスポンスと同一タイミングの無線フレームT2上の複素インパルスレスポンスとの位相差を求める）。また、次は無線フレームT2の最大複素インパルスレスポンス $\Psi 2$ と、無線フレームT3の位置Pa2上の複素インパルスレスポンス $\Psi 3a$ との位相差を求める（同様に、無線フレームT2の最大複素インパルスレスポンスと同一タイミングの無線フレームT3上の複素インパルスレスポンスとの位相差を求める）。

【0062】

このように、最大複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差を求めることを繰り返すことにより、波形ずれの変動分が $\Delta \theta$ に与える影響を抑制することができ、推定精度の劣化を低減させることができる。

【0063】

今、 n 番目のフレームにおける最大複素インパルスレスポンスのタイミングを I_n とすると、図 12 で示したような制御による位相差の絶対値は次式により求まる。

【0064】

【数 8】

$$|\Delta \theta_n| = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_n(I_n) \cdot \Psi_{n-1}(I_n)}{|\Psi_n(I_n)| \cdot |\Psi_{n-1}(I_n)|} \right) \text{ ---- (8)}$$

【0065】

そして、上述した式 (5) を用いて、 N フレームに渡り平均化し、ドップラ周波数を推定する。

以上説明したように、本発明では、最大複素インパルスレスポンス (S/N の高いマルチパス) を利用してドップラ周波数を推定するため、常に S/N が最大となる状態で高精度にドップラ周波数推定を行うことが可能になる。したがって、雑音成分の影響を最小にでき、また高い分解能で複素インパルスレスポンスを求めることにより、余分なマルチパス成分の影響を排除し短い平均区間で、ドップラ周波数を推定することが可能になる。

【0066】

次に本発明の通信装置 10 を適用したデジタル無線受信機について説明する。図 13 はデジタル無線受信機の構成を示す図である。デジタル無線受信機 100 は、A/D 部 101 ~ 復号部 107 で構成されるデータ再生部の他に、本発明の複素インパルスレスポンス測定部、位相差演算部、平均化演算部、ドップラ周波数推定部を含む。複素インパルスレスポンス測定部 11 は、パイロットシンボルレプリカ生成部 11a と相関算出部 11b から構成され、位相差演算部 12 は、最大値検出部 12a、遅延部 12b、位相差検出部 12c から構成される。

【0067】

A/D 部 101 は、アンテナより受信した RF (Radio Frequency) 信号を周

波数変換し、直交検波により I チャンネルと Q チャンネルとのベースバンド信号に分ける。そして、それぞれの信号を A/D 変換して、デジタル信号へ変換する。

【0068】

同期 CH 生成部 102 は、タイミング同期部 103 で、フレームタイミング（フレームの先頭位置を示すタイミング情報）の検出に用いる同期チャンネルのレプリカを生成する。タイミング同期部 103 は、同期チャンネルを用いて、A/D 変換後のデジタル信号に含まれるフレームタイミングを検出する。

【0069】

チャンネル推定部 104 は、パイロットシンボルを用いて、チャンネル情報を推定する。同期検波部 105 は、チャンネル推定部 104 で求めたチャンネル情報を用いて、受信信号からマルチパス伝搬路の影響を除去し、送信信号の状態に戻す検波処理を行う。

【0070】

復調部 106 は、QPSK や 16QAM などの変調信号を元に戻し、データ系列へ復調する。復号部 107 は、畳込み符号化やターボ符号化などの誤り訂正符号化されたデータを復号化し、情報ビットを再生する。

【0071】

パイロットシンボルレプリカ生成部 11a は、時間分解能の高い複素インパルスレスポンスを得るために、拡散後（CDMA の場合）やオーバーサンプル後のパイロットシンボルのレプリカを生成する。相関算出部 11b は、パイロットシンボル系列と受信信号との相関演算を行い、時間分解能の高い複素インパルスレスポンス $\Psi_n(i)$ を生成する（なお、複素インパルスレスポンスは、時間分解能の高いチャンネル情報であり、複素インパルスレスポンスの電力を平均化したものは、電力遅延プロファイルとなる）。

【0072】

最大値検出部 12a は、複素インパルスレスポンスの最大値（最大複素インパルスレスポンス Ψ_n ）を検出する。遅延部 12b は、検出した最大複素インパルスレスポンス Ψ_n を 1 フレーム遅延させる（最大複素インパルスレスポンス Ψ_{n-1} ）。位相差検出部 12c は、1 フレーム離れた最大複素インパルスレスポンス

スの位相差の絶対値 $|\Delta \theta_n|$ ($= |\angle \Psi_n - \angle \Psi_{n-1}|$) を計算する。

【0073】

平均化演算部 13 は、位相差の絶対値を複数フレームに渡り平均化して平均値情報を求める。ドップラ周波数推定部 14 は、平均値情報から、ドップラ周波数 (Hz) に変換する。

【0074】

次に本発明の変形例について説明する。 $\Delta \theta_n$ にはフェージングによる位相変動及び周波数オフセットによる位相変動が含まれるが、周波数オフセットによる位相変動量が、フェージングによる位相変動量に対して同程度かまたは大きい場合は、周波数オフセットの影響が大きく現れてしまう。このため、本発明の変形例では、AFC (Automatic Frequency Control: 自動周波数制御) により、周波数オフセットをあらかじめ低減しておき、その上でドップラ周波数の推定を行うようにする。

【0075】

図 14 は変形例であるデジタル無線受信機の構成を示す図である。なお、図 13 と同じ構成要素には同じ符号を付けてその説明は省略し、異なる構成要素を中心に説明する。デジタル無線受信機 100-1 は、A/D 部 101 ~ 復号部 107 で構成されるデータ再生部の他に、本発明の複素インパルスレスポンス測定部、位相差演算部、第 1 の平均化演算部、第 2 の平均化演算部、ドップラ周波数推定部、周波数オフセット推定部、AFC 部を含む。

【0076】

複素インパルスレスポンス測定部 11 は、パイロットシンボルレプリカ生成部 11a と相関算出部 11b から構成され、位相差演算部 12-1 は、最大値検出部 12a、遅延部 12b、位相差検出部 12c-1 から構成される。

【0077】

位相差演算部 12-1 内の位相差検出部 12c-1 は、1 フレーム離れた最大複素インパルスレスポンスの位相差 $\Delta \theta_n$ と、位相差の絶対値 $|\Delta \theta_n|$ とを計算する。

【0078】

第1の平均化演算部13aは、位相差の絶対値を複数フレームに渡り平均化して第1の平均値情報を求める。第2の平均化演算部13bは、位相差を複数フレームに渡り平均化して第2の平均値情報を求める。

【0079】

ドップラ周波数推定部14は、第1の平均値情報から、ドップラ周波数(Hz)に変換する。周波数オフセット推定部15は、第2の平均化情報から、周波数オフセット(Hz)に変換する。

【0080】

D/A部16は、推定された周波数オフセット量をアナログ情報に変換する。AFC部17は、D/A部16からの周波数オフセット量にもとづき、受信信号から周波数オフセットの影響を除去し、除去した信号をA/D部101へ送信する。

【0081】

次に本発明の通信装置10をOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing：直交周波数分割多重)受信装置に適用した場合について説明する。OFDMは、伝送帯域内に多数の直交する副搬送波(サブキャリア)を設け、それぞれのサブキャリアの振幅及び位相にデータを割り当て、PSKやQAMによりデジタル変調する方式である。

【0082】

このOFDMは、多数のサブキャリアで伝送帯域を分割するもので、サブキャリア1波あたりの帯域を狭くすることで、それぞれのサブキャリアのシンボル長を長くし、またガードインターバルの付加や、周波数軸上及び時間軸上でのインターリーブ制御を行うことで、マルチパスによるシンボル間干渉(ISI：Inter Symbol Interference)の影響を除くことができる。

【0083】

さらに、同時にすべてのサブキャリアを同期変調させて周波数直交関係を保つことによって、サブキャリアの間隔を最少に設定できるため、周波数利用効率をあげることができる。

【0084】

このような特徴を持つ OFDM は、マルチパス妨害の影響を強く受ける地上波デジタル放送に適用することが広く検討されており、例えば、ISDB-T といった規格が提案され、実用化に向けて試験放送が実施されている。

【0085】

OFDM 受信装置では、各サブキャリアに多重されたパイロットシンボルを用いて、サブキャリア毎のチャネル推定値 $h_{n,m}$ を求める (n はフレームを m はサブキャリア番号を表す)。データチャネルは、これらのチャネル推定値を用いて、サブキャリア毎に同期検波され、データ復調および誤り訂正復号される。

【0086】

一方、OFDM 受信装置に対する本発明の適用については、 $h_{n,m}$ を逆フーリエ変換することにより、受信信号の複素インパルスレスポンスを求める。そして、フレームタイミング毎に、最大となる複素インパルスレスポンスを検出し、フレーム間の位相差の絶対値を求め、複数フレームに渡り平均化し、ドップラ周波数の推定結果を得るようにする。

【0087】

図 15 は OFDM 受信装置の構成を示す図である。OFDM 受信装置 200 は、A/D 部 201 ~ 復号部 207 で構成されるデータ再生部の他に、本発明の複素インパルスレスポンス測定部、位相差演算部、平均化演算部、ドップラ周波数推定部を含む。複素インパルスレスポンス測定部 21 は、パイロットシンボルレプリカ生成部 21a、チャネル推定部 21b、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 部 21c から構成され、位相差演算部 22 は、最大値検出部 22a、遅延部 22b、位相差検出部 22c から構成される。

【0088】

A/D 部 201 は、アンテナより受信した RF 信号を周波数変換し、直交検波により I チャネルと Q チャネルとのベースバンド信号に分ける。そして、それぞれの信号を A/D 変換して、デジタル信号へ変換する。

【0089】

同期 CH 生成部 202 は、タイミング同期部 203 で、フレームタイミングの検出に用いる同期チャネルのレプリカを生成する。タイミング同期部 203 は、

同期チャネルを用いて、A/D変換後のデジタル信号に含まれるフレームタイミングを検出する。

【0090】

FFT (Fast Fourier Transform) 部 204 は、フーリエ変換処理により、時間領域の広帯域信号を、周波数領域のサブキャリア毎の信号に分ける。同期検波部 205 は、チャネル推定部 21b で求めたチャネル情報を用いて、受信信号からマルチパス伝搬路の影響を除去し、送信信号の状態に戻す検波処理を行う。

【0091】

復調部 206 は、変調信号を元に戻し、データ系列へ復調する。復号部 107 は、畳込み符号化やターボ符号化などの誤り訂正符号化されたデータを復号化し、情報ビットに再生する。

【0092】

パイロットシンボル生成部 21a は、パイロットシンボルを生成する。チャネル推定部 21b は、パイロットシンボルを用いて、チャネル情報を推定する。IFFT 部 21c は、サブキャリア毎のチャネル推定値を逆フーリエ変換処理することにより、時間領域の複素インパルスレスポンス $\Psi_n(i)$ を計算する。

【0093】

最大値検出部 22a は、複素インパルスレスポンスの最大値（最大複素インパルスレスポンス Ψ_n ）を検出する。遅延部 22b は、検出した最大複素インパルスレスポンス Ψ_n を 1 フレーム遅延させる（最大複素インパルスレスポンス Ψ_{n-1} ）。位相差検出部 22c は、1 フレーム離れた最大複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値 $|\Delta\theta_n|$ ($= |\angle\Psi_n - \angle\Psi_{n-1}|$) を計算する。

【0094】

平均化演算部 23 は、位相差の絶対値を複数フレームに渡り平均化して平均値情報を求める。ドップラ周波数推定部 14 は、平均値情報から、ドップラ周波数 (H_z) に変換する。なお、周波数オフセットを除去した後にドップラ周波数を推定する変形例を OFDM 受信装置に適用した場合の説明は省略する。

【0095】

以上説明したように、本発明によれば、S/N の高いマルチパスを選択して用

いることにより、受信信号の S/N が低い領域においても、精度よくドップラ周波数を推定することが可能になる。また、OFDM に本発明を適用することにより、精度よくドップラ周波数を推定することができ、地上波放送の伝送品質の向上を図ることが可能になる。

【0096】

(付記 1) 無線通信を行う通信装置において、

無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める位相差演算部と、

位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める平均化演算部と、

平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする通信装置。

【0097】

(付記 2) 前記複素インパルスレスポンス測定部は、各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 1 記載の通信装置。

【0098】

(付記 3) 前記位相差演算部は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記 1 記載の通信装置。

【0099】

(付記 4) 無線通信を行う通信装置において、

無線フレーム周期毎に、周波数オフセットが付与された受信信号から、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスから、位相差と位相差の絶対値とを求める位相差演算部と、

位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 1 の平均値を求め

る第 1 の平均化演算部と、

位相差を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 2 の平均値を求める第 2 の平均化演算部と、

第 2 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算して前記周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、

推定結果にもとづいて、前記周波数オフセットを低減する A F C 部と、

第 1 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする通信装置。

【0 1 0 0】

(付記 5) 前記複素インパルスレスポンス測定部は、各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 4 記載の通信装置。

【0 1 0 1】

(付記 6) 前記位相差演算部は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記 4 記載の通信装置。

【0 1 0 2】

(付記 7) O F D M 変調された信号を受信する O F D M 受信装置において、サブキャリアのチャネル推定を無線フレーム毎に行い、全サブキャリアに渡るチャネル推定値を逆フーリエ変換することにより、複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める位相差演算部と、位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める平均化演算部と、

平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする O F D M 受信装置。

【0 1 0 3】

(付記 8) 前記複素インパルスレスポンス測定部は、各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 7 記載の OFDM 受信装置。

【0104】

(付記 9) 前記位相差演算部は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記 7 記載の OFDM 受信装置。

【0105】

(付記 10) OFDM 変調された信号を受信する OFDM 受信装置において

周波数オフセットが付与された受信信号から、サブキャリアのチャネル推定を無線フレーム毎に行い、全サブキャリアに渡るチャネル推定値を逆フーリエ変換することにより、複素インパルスレスポンスを測定する複素インパルスレスポンス測定部と、

最大の複素インパルスレスポンスから、位相差と位相差の絶対値とを求める位相差演算部と、

位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 1 の平均値を求める第 1 の平均化演算部と、

位相差を、複数の無線フレームに渡り平均化して第 2 の平均値を求める第 2 の平均化演算部と、

第 2 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算して前記周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、

推定結果にもとづいて、前記周波数オフセットを低減する AFC 部と、

第 1 の平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定部と、

を有することを特徴とする OFDM 受信装置。

【0106】

(付記 11) 前記複素インパルスレスポンス測定部は、各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパ

ルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 1 0 記載の OFDM 受信装置。

【0 1 0 7】

(付記 1 2) 前記位相差演算部は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記 1 0 記載の OFDM 受信装置。

【0 1 0 8】

(付記 1 3) 移動端末の移動速度に比例して生じるドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定方法において、

伝搬路の複素インパルスレスポンスを無線フレーム周期毎に測定し、

最大となる複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求め、

位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求め、

平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定することを特徴とするドップラ周波数推定方法。

【0 1 0 9】

(付記 1 4) 各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 1 3 記載のドップラ周波数推定方法。

【0 1 1 0】

(付記 1 5) 最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記 1 3 記載のドップラ周波数推定方法。

【0 1 1 1】

(付記 1 6) OFDM 変調された信号を受信する場合は、各サブキャリアのチャンネル推定を無線フレーム毎に行い、全サブキャリアに渡るチャンネル推定値を逆フーリエ変換することにより、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記 1 3 記載のドップラ周波数推定方法。

【0 1 1 2】

(付記 1 7) 移動端末の移動速度に比例して生じるドップラ周波数を推定するドップラ周波数推定方法において、

無線フレーム周期毎に、周波数オフセットが付与された受信信号から、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定し、

最大の複素インパルスレスポンスから、位相差と位相差の絶対値とを求め、
位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して第1の平均値を求め

、
位相差を、複数の無線フレームに渡り平均化して第2の平均値を求め、

第2の平均値を無線フレームの間隔時間で除算して前記周波数オフセットを推定し、

推定結果にもとづいて、AFCを動作して前記周波数オフセットを低減し、

第1の平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定することを特徴とするドップラ周波数推定方法。

【0113】

(付記18) 各無線フレームに多重された既知のパイロットシンボル、または同期チャネルを用いて、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記17記載のドップラ周波数推定方法。

【0114】

(付記19) 最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求めることを特徴とする付記17記載のドップラ周波数推定方法。

【0115】

(付記20) OFDM変調された信号を受信する場合は、各サブキャリアのチャンネル推定を無線フレーム毎に行い、全サブキャリアに渡るチャンネル推定値を逆フーリエ変換することにより、複素インパルスレスポンスを測定することを特徴とする付記17記載のドップラ周波数推定方法。

【0116】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の通信装置では、伝搬路の複素インパルスレスポンスを無線フレーム周期毎に測定し、その最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化することで、ドップラ周波数

を推定する構成とした。これにより、受信信号の S/N が低い領域においても、ドップラ周波数を高精度に推定できるので、無線通信特性の向上を図ることが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の通信装置の原理図である。

【図 2】

ドップラ周波数を示す図である。

【図 3】

ドップラ周波数を示す図である。(A) は移動端末の進行方向に対し同一方向のパスから電波を受けた場合、(B) は移動端末の進行方向に対し垂直方向から電波を受けた場合を示す図である。

【図 4】

ドップラ周波数の遷移を示す模式図である。

【図 5】

チャンネル推定の概要を示す図である。

【図 6】

ドップラ周波数のレベル変動のピッチ測定を示す図である。

【図 7】

シャドウイングによる受信レベル変化を示す図である。

【図 8】

チャンネル推定値の位相差測定概念を示す図である。

【図 9】

本発明のドップラ周波数推定概念を示す図である。

【図 10】

複素インパルスレスポンス測定部の動作概要を示す図である。

【図 11】

最大複素インパルスレスポンスの変動を示す図である。

【図 12】

同一タイミングにおける複素インパルスレスポンスの位相差を求める場合を説明するための図である。

【図 1 3】

デジタル無線受信機の構成を示す図である。

【図 1 4】

変形例であるデジタル無線受信機の構成を示す図である。

【図 1 5】

OFDM受信装置の構成を示す図である。

【図 1 6】

基地局と移動端末間の伝搬モデルを示す図である。

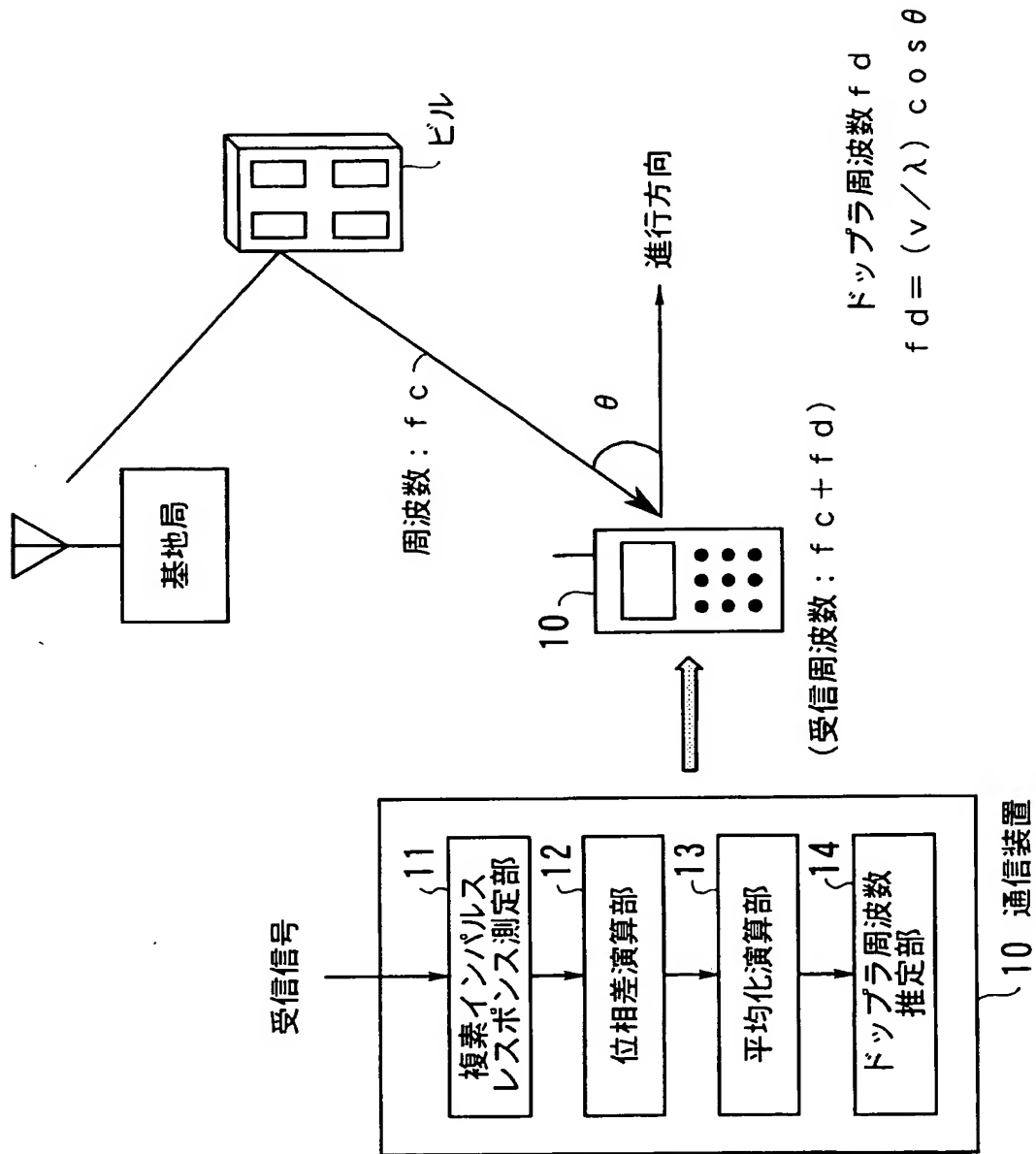
【符号の説明】

- 1 0 通信装置
- 1 1 複素インパルスレスポンス測定部
- 1 2 位相差演算部
- 1 3 平均化演算部
- 1 4 ドップラ周波数推定部

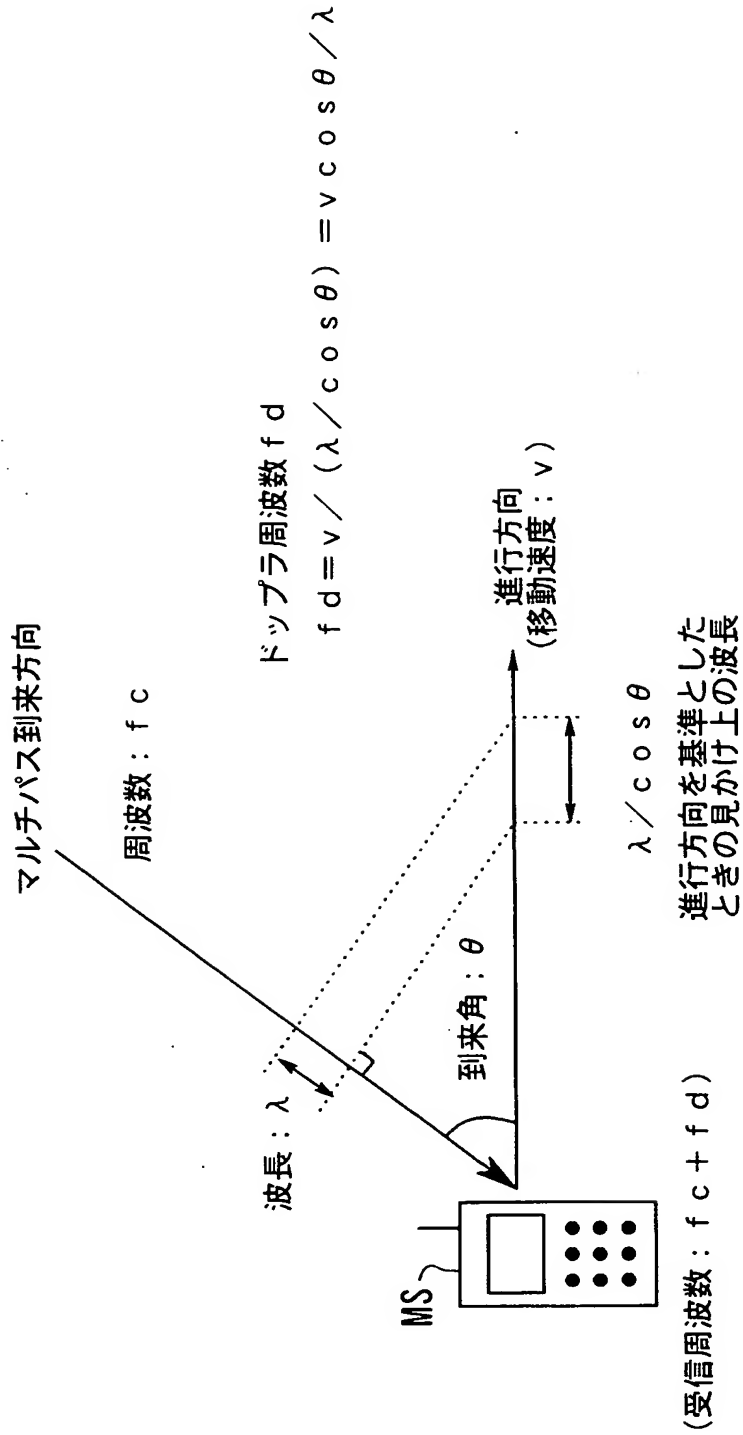
【書類名】

図面

【図 1】

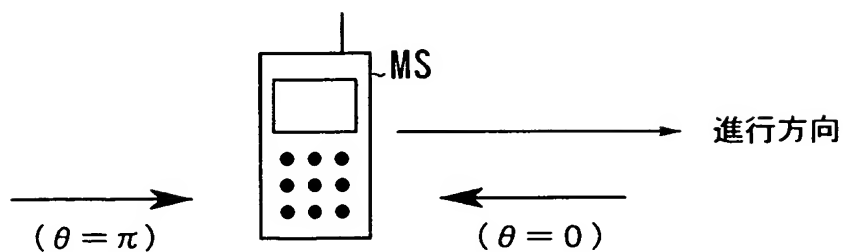


【図 2】



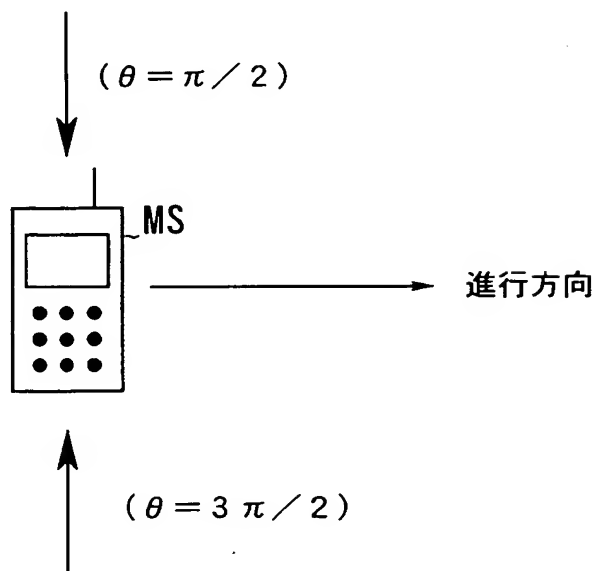
【図 3】

(A) 進行方向と同一方向



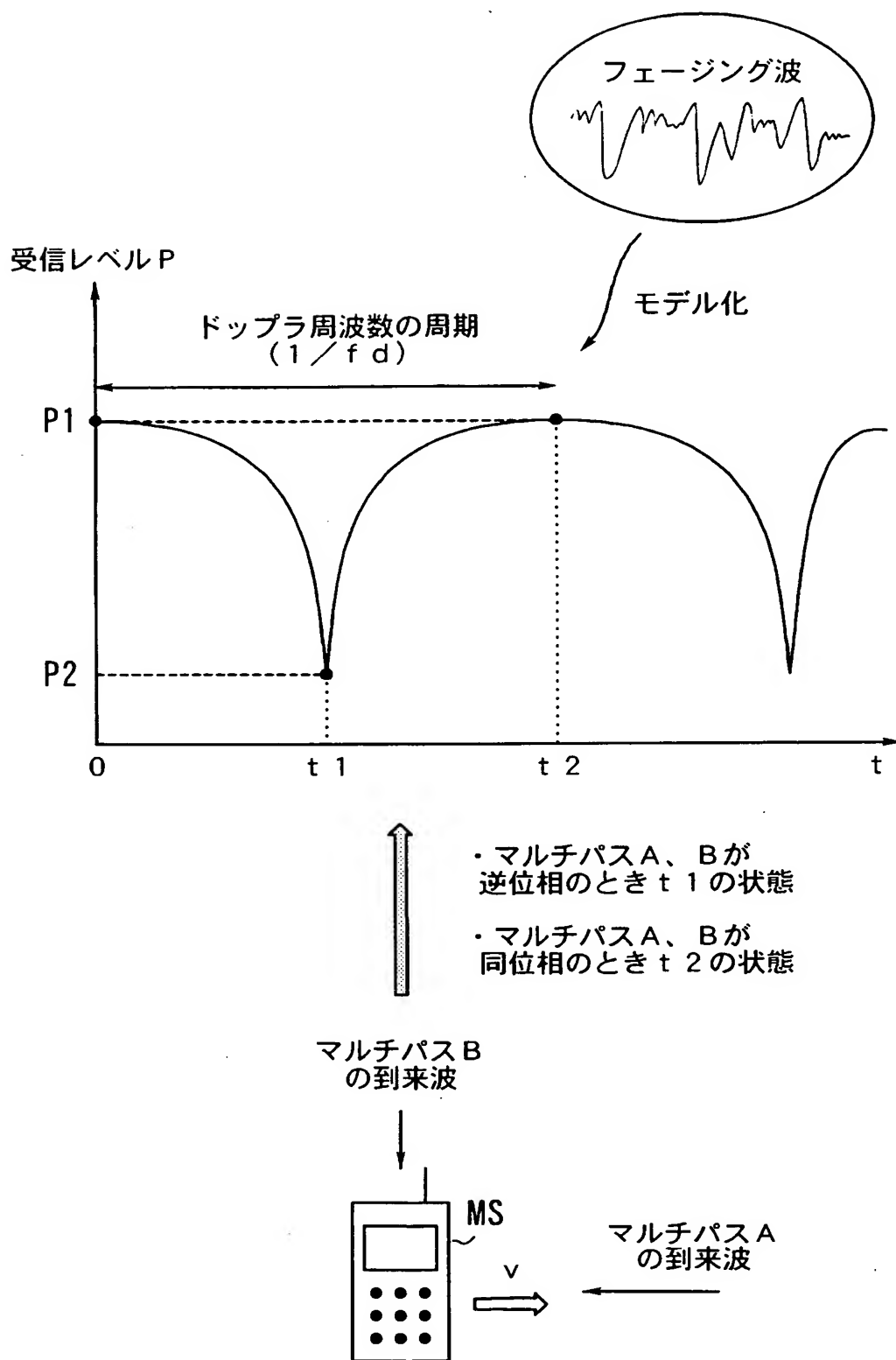
ドップラ周波数は最大

(B) 進行方向に対し垂直方向

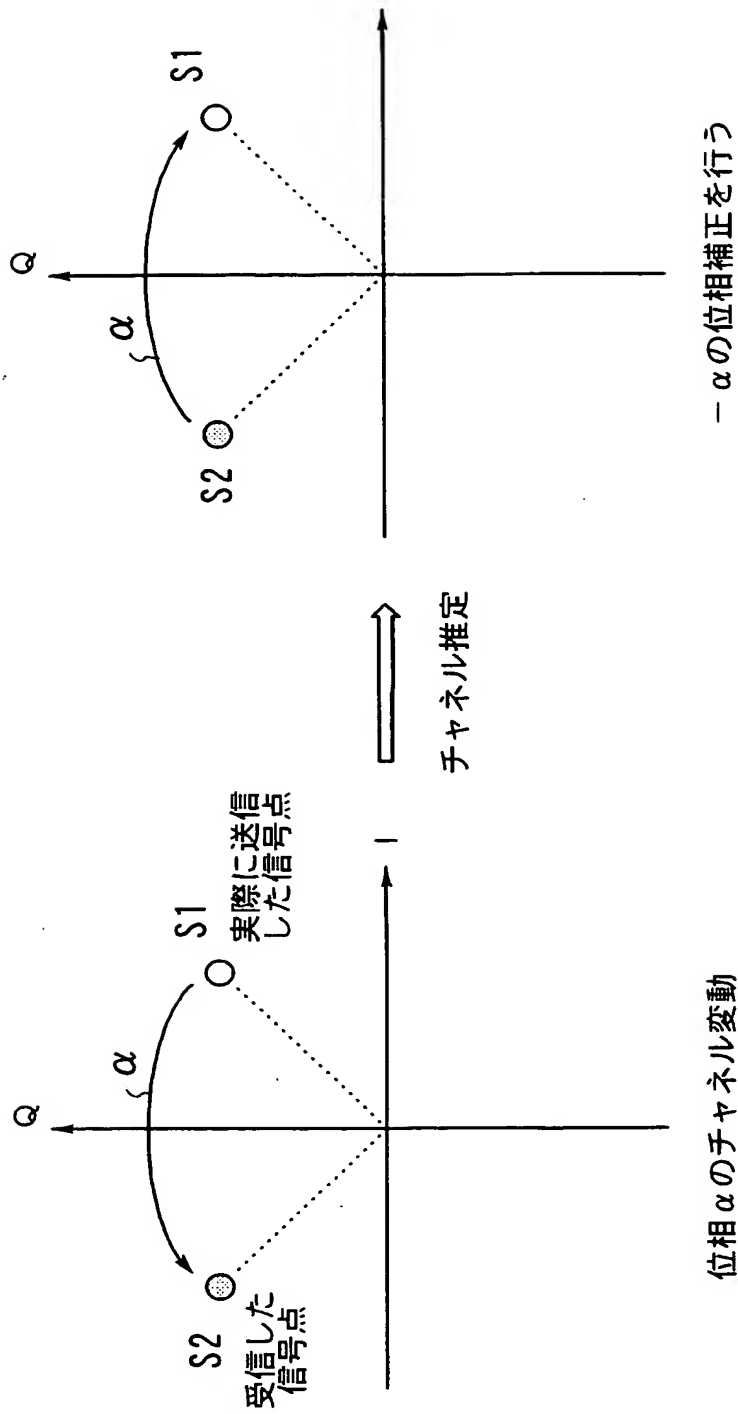


ドップラ周波数はゼロ

【図 4】

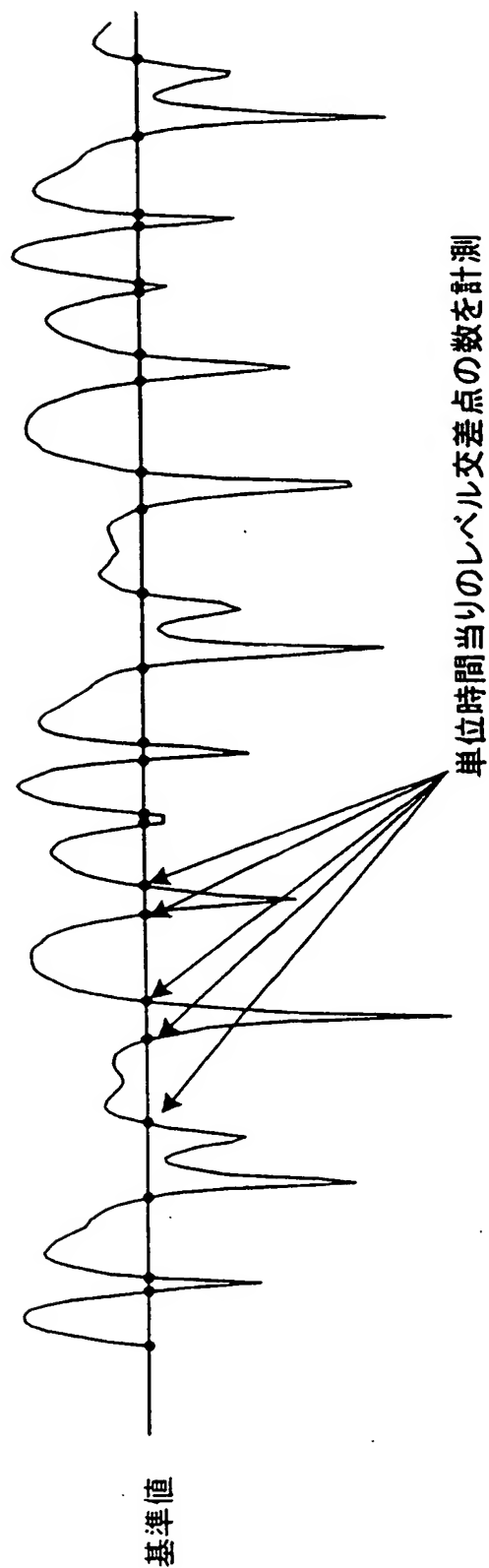


【図 5】

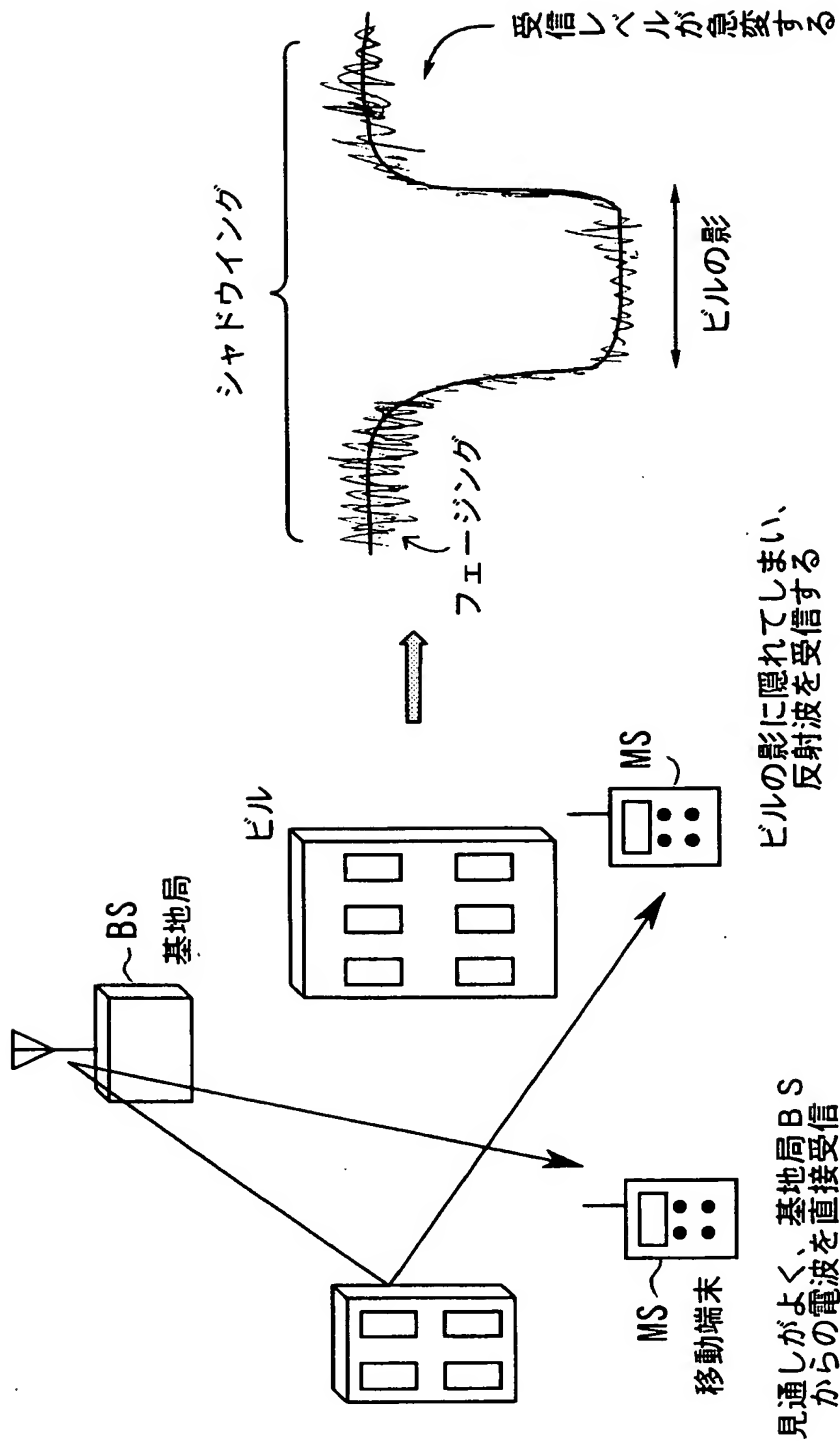


パイロットシンボルの位相が、信号点 S1 であることを受信側では認識しており、パイロットシンボルの位相からフェージングによる位相回転 α を推定し、 $- \alpha$ 分位相補正を行う

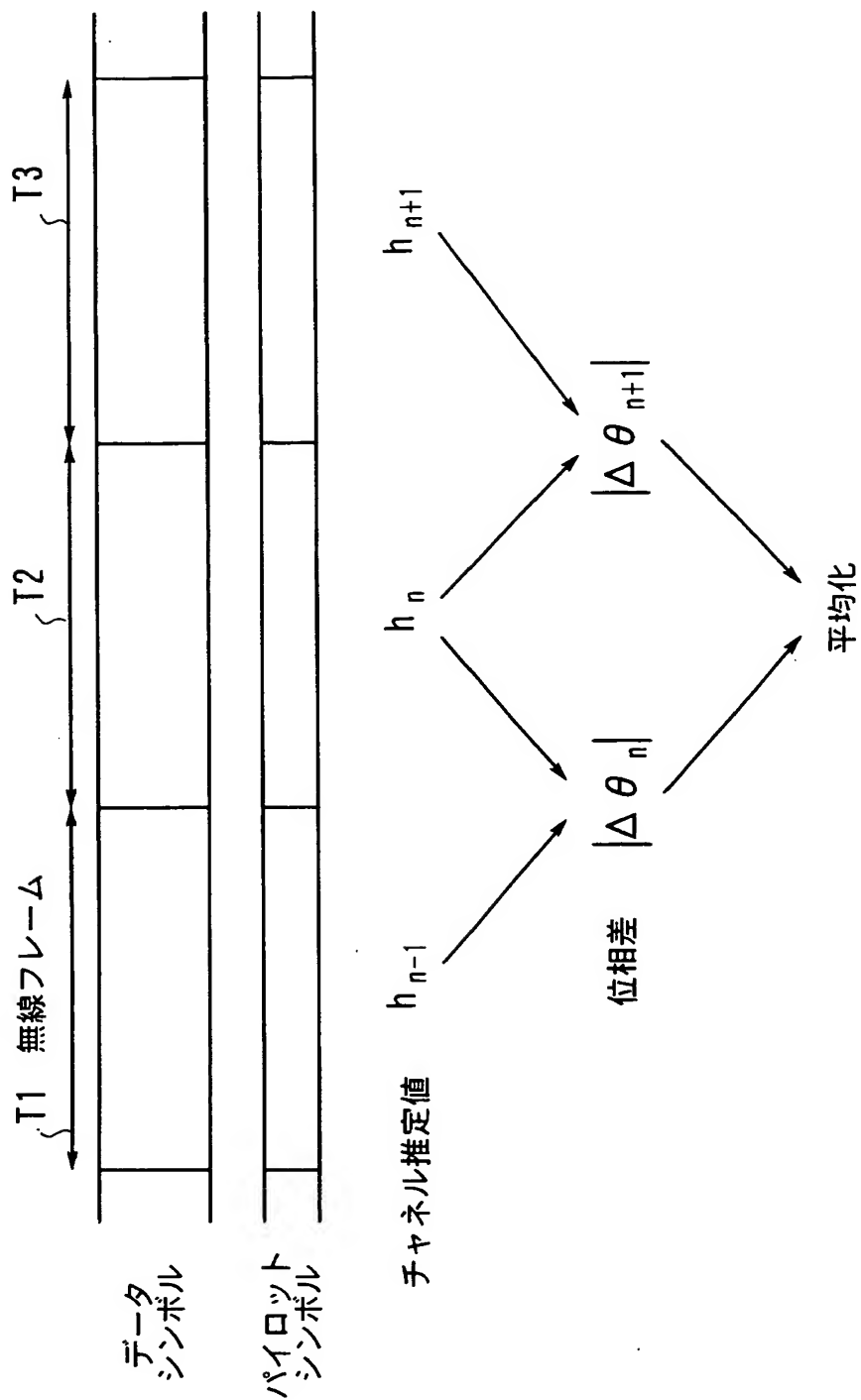
【図 6】



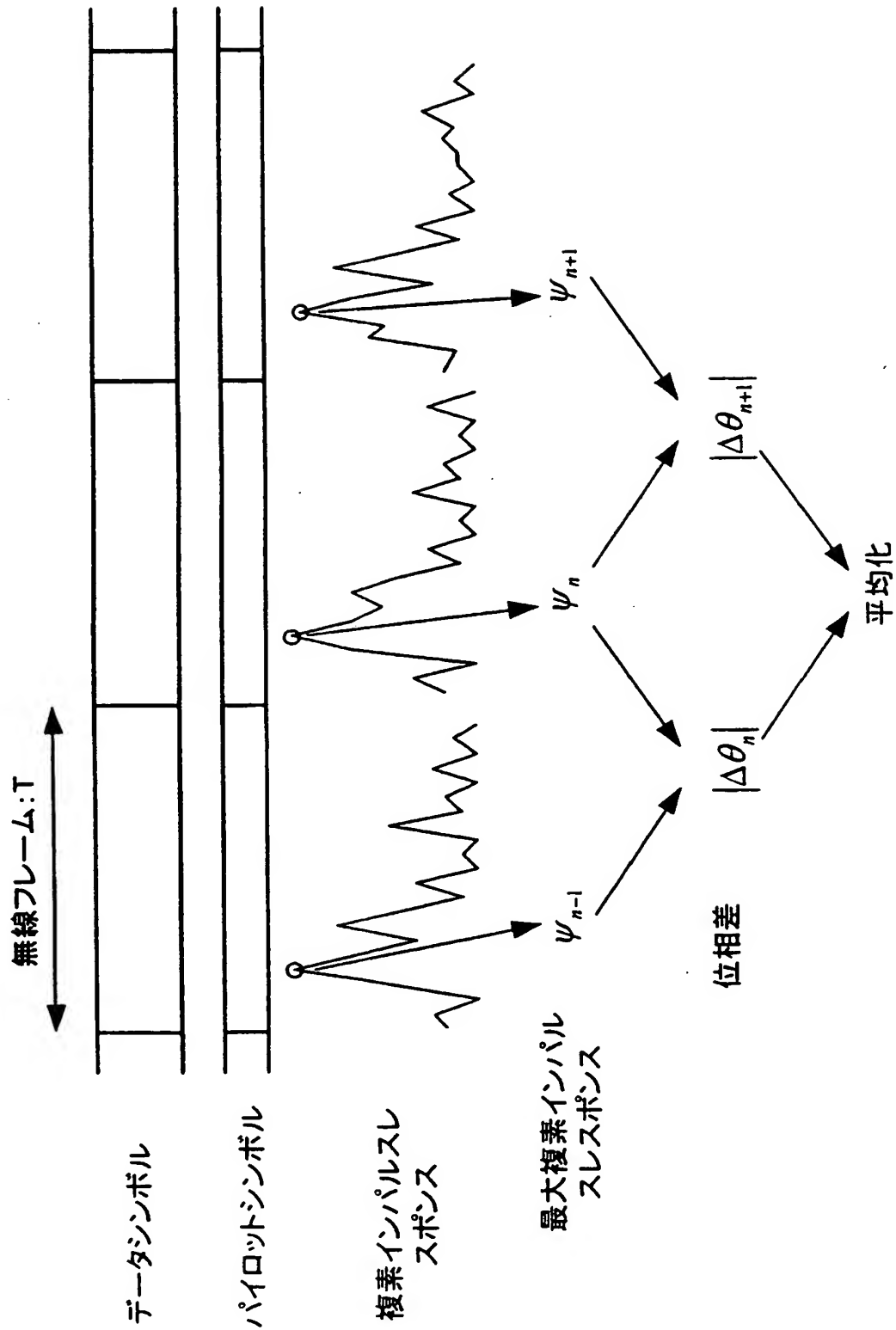
【図 7】



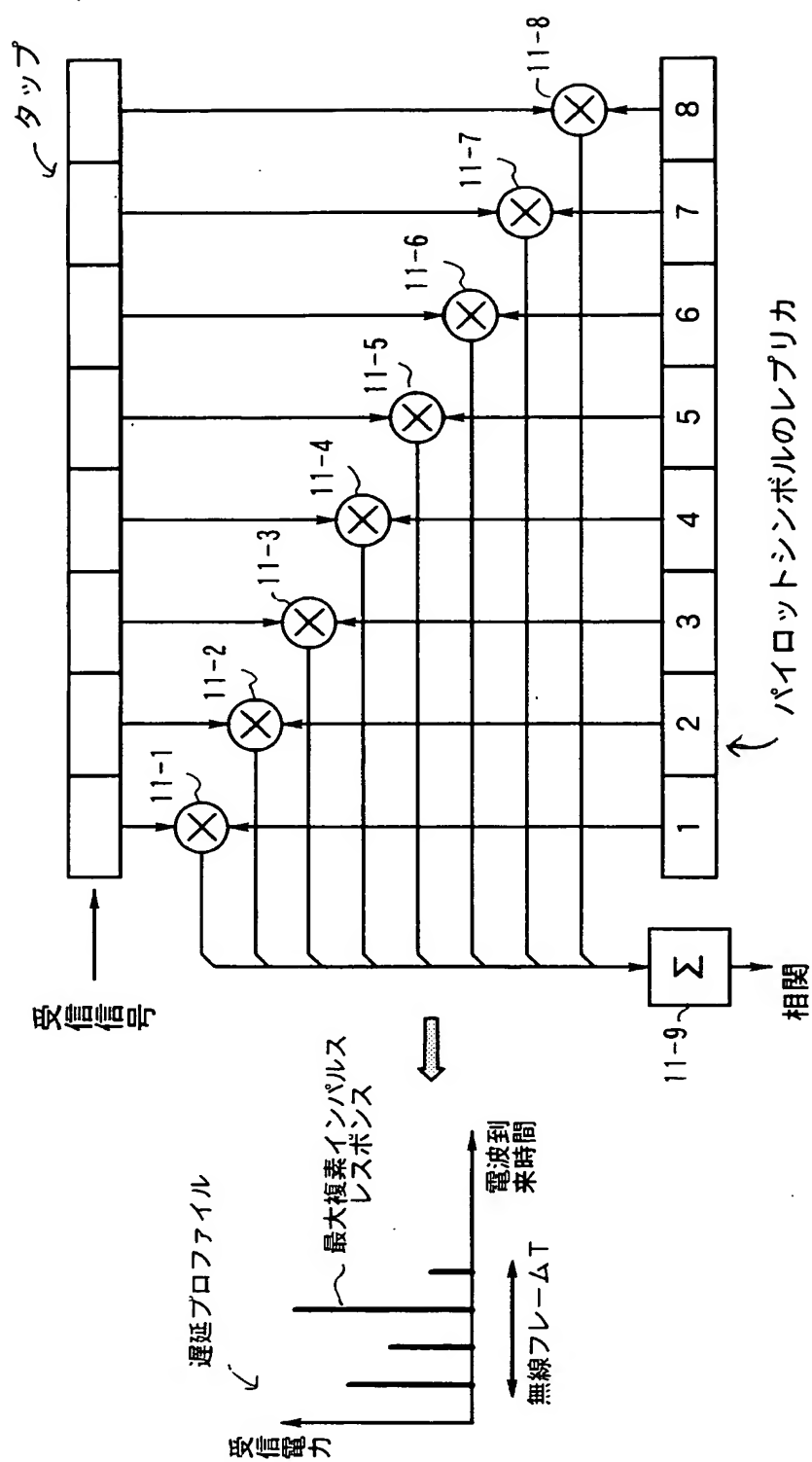
【図 8】



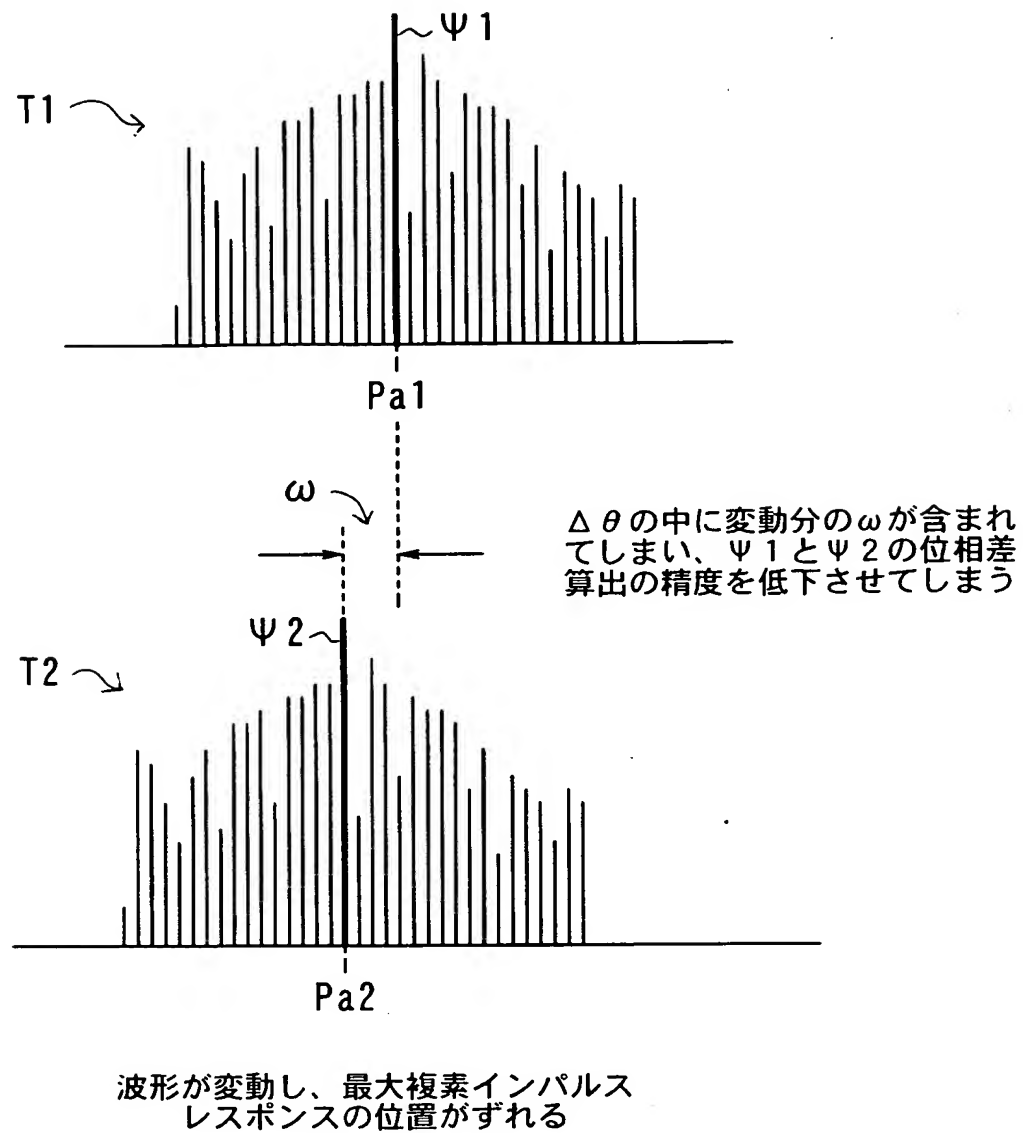
【図 9】



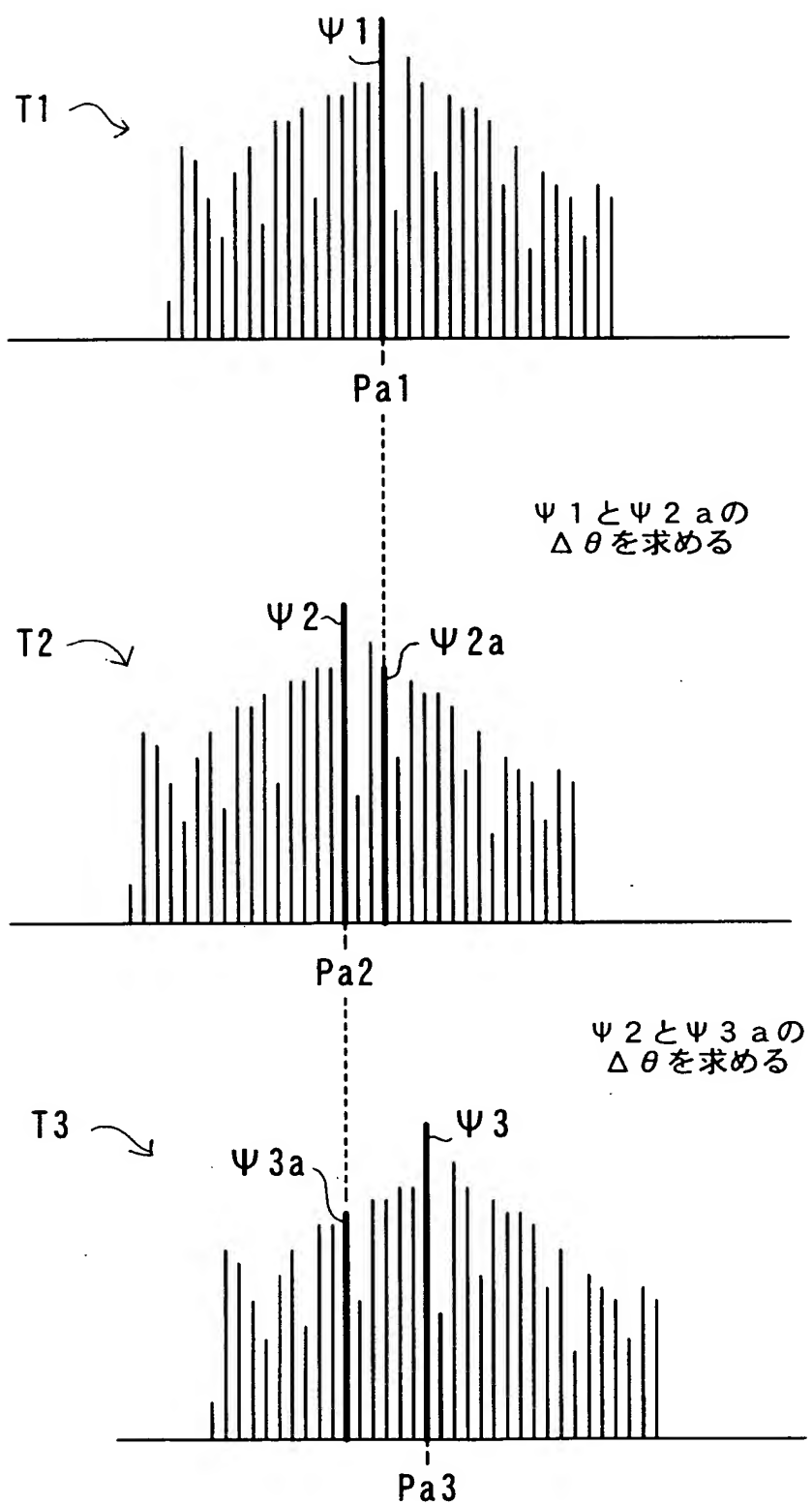
【図 10】



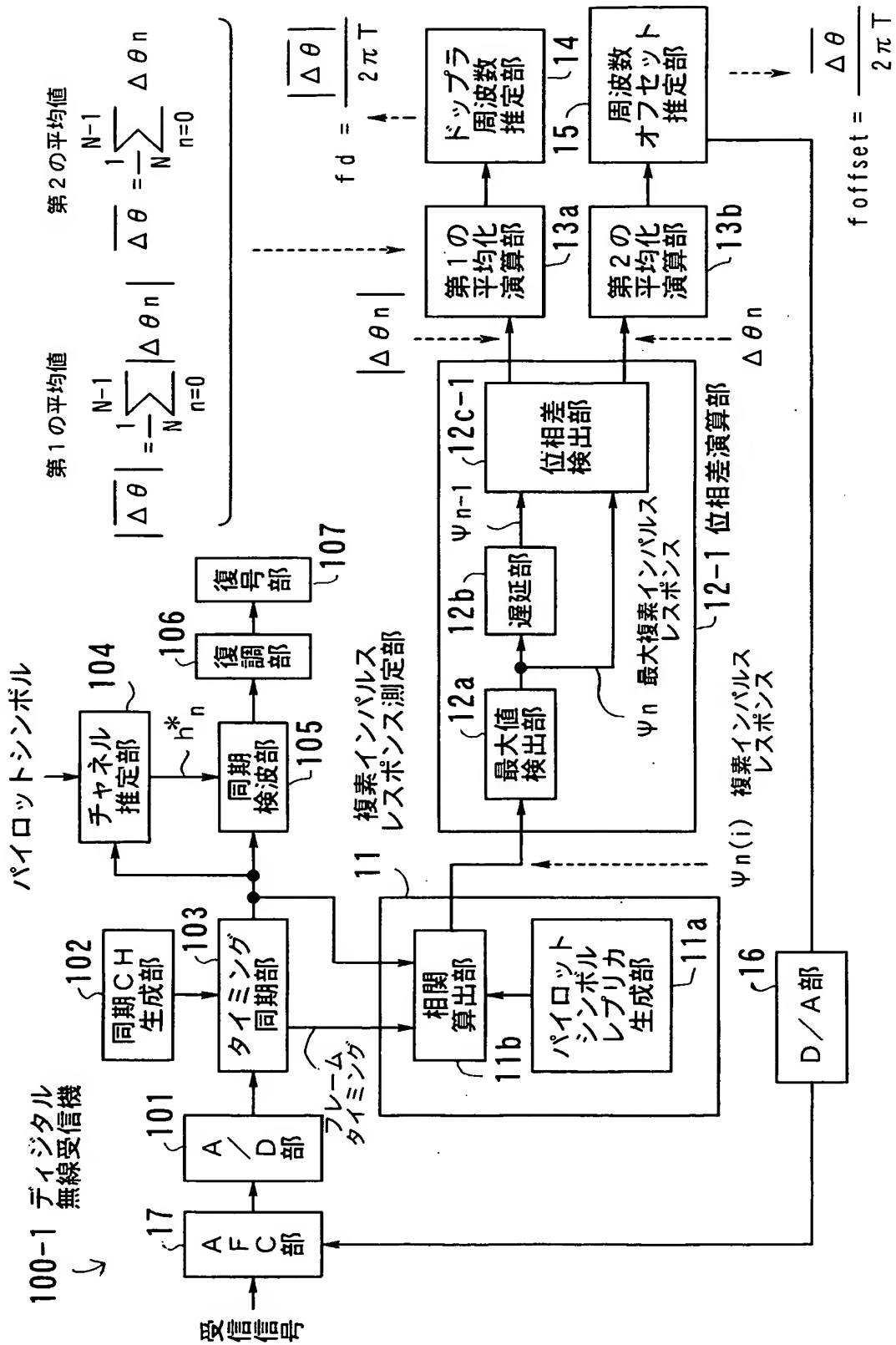
【図 11】



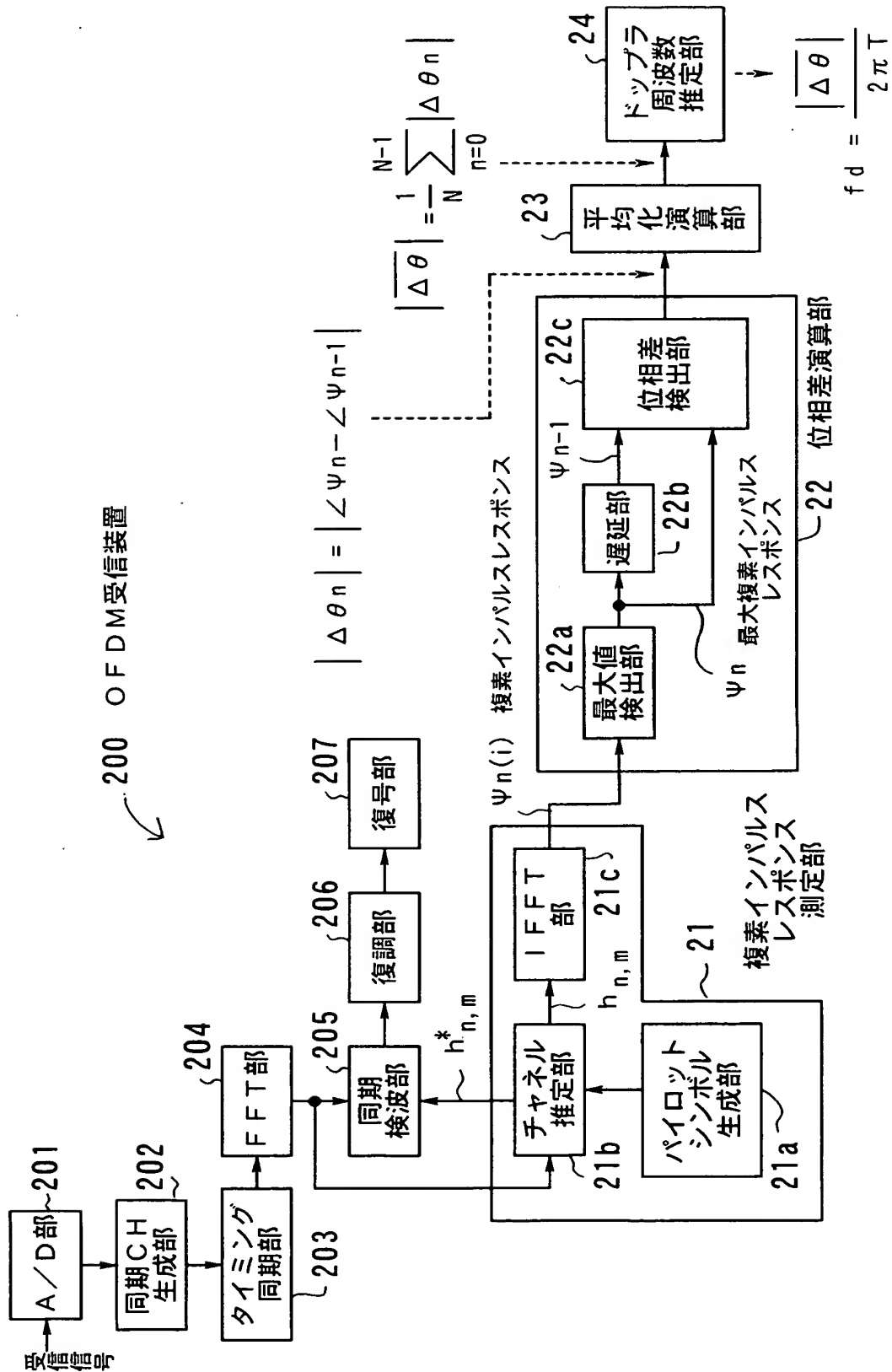
【図 12】



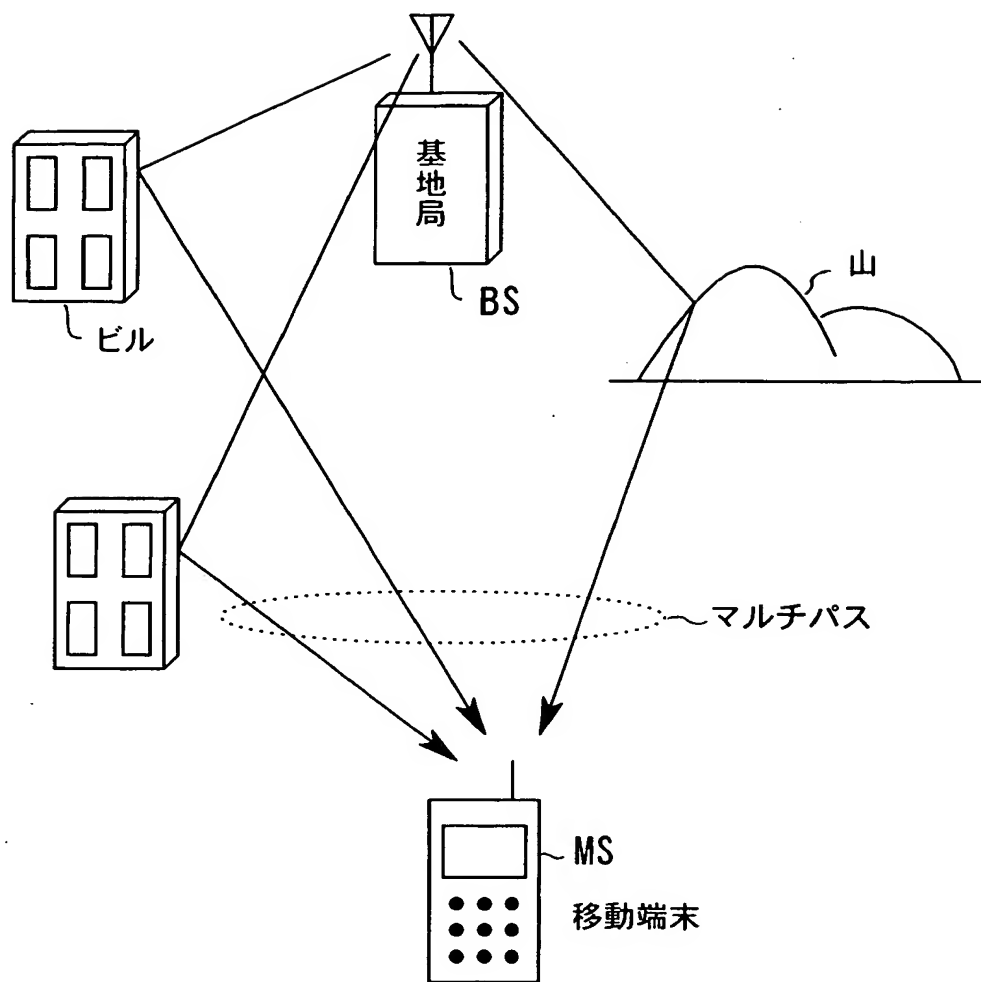
【図 14】



【図 15】



【図 16】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ドップラ周波数を高精度に推定して無線通信特性の向上を図る。

【解決手段】 複素インパルスレスポンス測定部 11 は、無線フレーム周期毎に、伝搬路の複素インパルスレスポンスを測定する。位相差演算部 12 は、最大の複素インパルスレスポンスの位相差の絶対値を求める。なお、最大の複素インパルスレスポンスが頻繁に移動する場合は、最大となる複素インパルスレスポンスが発生するタイミングを固定して、同一タイミングによる位相差の絶対値を求める。平均化演算部 13 は、位相差の絶対値を、複数の無線フレームに渡り平均化して平均値を求める。ドップラ周波数推定部 14 は、平均値を無線フレームの間隔時間で除算してドップラ周波数を推定する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 4 4 5 0 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 2 2 3]

1. 変更年月日 1 9 9 6 年 3 月 2 6 日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号

氏 名 富士通株式会社